

多周波ステップ CPC レーダにおける 距離と角度方向の 2 次元圧縮センシングの検討

木村 徳典¹ 山田 亮佑¹ 秋田 学² 稲葉 敬之²

1,2 電気通信大学大学院情報理工学研究科
知能機械工学科 〒105-0123 東京都港区山田 1-2-3

E-mail: 1 {kimura.tokunori, yamada.ryosuke}@inabalab.ee.uec.ac.jp, 2 akita.manabu@uec.ac.jp,
3 inaba@ee.uec.ac.jp

あらまし 我々の提案している多周波ステップ CPC 方式は、遠距離性と高分解能かつ目標間の高いダイナミックレンジが得られる変復調方式であり、高い速度と距離分解能が得られるレーダが実現可能である。一方角度方向はコストなどの制約から素子数（サンプル数）が少ない場合は推定精度が不十分となる。ここでは近年レーダの分野でも注目されている圧縮センシング(CS)を、フーリエ変換(FT)法、および超分解能法である MUSIC 法とともに、距離-角度の 2 次元(2D)に適用し、シミュレーションを中心として比較を行った。2D-CS 法は他法と比べ処理時間は課題であるが、2D でのランダムサンプリングを併用することで、少ないサンプル数でも距離方向のみならず角度方向においても MUSIC 並みの推定精度が得られ、特にアンビギュイティ能力に関する有効性を示す。

キーワード 多周波ステップ CPC レーダ, 圧縮センシング, 距離, 角度, アンビギュイティ, スパースサンプリング

Assessment of 2D (distance and angle) Compressed Sensing for a Stepped Multiple Frequency CPC Radar

Tokunori KIMURA¹ Ryosuke YAMADA¹ Manabu AKITA² and Takayuki INABA³

† Graduate School of Informatics and Engineering, The University of Electro-Communications 1-2-3 Yamada, Minato-ku, Tokyo, 105-0123 Japan

E-mail: 1 {kimura.tokunori, yamada.ryosuke}@inabalab.ee.uec.ac.jp, 2 akita.manabu@uec.ac.jp,
3 inaba@ee.uec.ac.jp

Abstract A Stepped Multiple Frequency CPC we have proposed is a modulation/demodulation technique can provide information of long distance and separation of several targets with high dynamic range. The Rader with this technique can provide high resolution distance and velocity information. In contrast, angle estimation is relatively hard to be correctly measured when the number of antenna elements is small due to cost limitation. A compressed sensing (CS) technique is becoming popular for decreasing the number of samples in Rader fields. Here we assessed CS technique in addition to Fourier Transform (FT) and Multiple Signal Classification (MUSIC) for our proposed Rader in 2D (angle-distance) data by simulation. CS was very useful to suppress ambiguity artifacts while keeping the resolution of MUSIC by using random sampling in 2D.

Keywords Stepped Multiple Frequency CPC Radar, compressed sensing, Distance, Angle, Ambiguity, Sparse Sampling

1. はじめに

雨天・夜間・逆光等の条件下においても安定した性能が得られるミリ波レーダにおいて、近年の省令改正等に伴い、60GHz 帯、76GHz 帯に加え 79GHz 帯（帯域幅 4GHz）がミリ波レーダに割り当てられ、76GHz 帯においても占有周波数帯域幅が従来の 500MHz から 1GHz に変更する法制度の整備がなされている。広帯域を活用することで、高い距離分解能

が期待される一方で、パルスレーダやパルス圧縮レーダのように瞬時帯域を広くとると、帯域内受信機雑音 (kTB) が増加し、検知距離の劣化という深刻な課題を抱えている。また広帯域化が進むとはいえ有限な電波資源の効率的使用は依然として重要な要素である。

それらの背景のもとに我々により開発された多周波ステップ CPC レーダ[1]は、狭帯域を複数段接続することにより高い SNR での遠距離性と広帯域化によ

る距離分解能と速度分解能を確保している(図 1,2). 一方、角度方向ではコストなどの制約から少ない素子数で実現した場合は精度が不十分となる。試作した 60GHz 帯の装置では、ある速度を指定して周波数軸面で距離方向の 8 ステップと角度方向の 4CH 素子のデータから、通常は距離方向 FT(合成帯域処理)、角度方向 FT(Beam Forming: BF)の順で処理を行うことにより距離-角度の 2D マップが得られるが、特に角度方向では前処理での速度と距離での分離から多目標となる場合が少ないことから角度方向では正面方向を優先した設計としている。しかしながら近距離で正面から離れた角度にある対象物からの強反射波による角度方向へのサイドローブや折り返し歪によるアンビギュエティが生じ遠距離にある低反射の対象物との識別が困難な場合が少なくない。

一方でレーダの分野においても近年、圧縮センシング(CS)が、対象に疎(スパース)性を仮定できる場合は、スパースなサンプリングデータを用いた場合であってもフルサンプリングデータを用いた場合に近い状態に再現可能なことや、さらには FT に対しナイキストのサンプリング定理に基づく理論分解能以上の高分解能が期待できることから、電波資源の有効利用可能な方法論の一つとして注目されている[2-4].

多周波ステップ CPC レーダにおける到来方向推定の精度向上法として BF 法に最尤推定法を組み合わせ適用して正面方向のみの目標物を広角からの目標物から分離して測定する手法を報告している[5]が、広角目標の検知精度自体の向上は未対応である。また、超分解能法である MUSIC 法を多周波ステップ CPC レーダに距離-速度の 2D にて適用した報告[6]や、CS で距離方向は FT で角度方向へは CS を適用し BF, MUSIC と比較した報告[4]があるが 2D 以上に CS を適用した報告は少ない。多周波ステップ CPC レーダにおける CS の距離方向 1D への適用の一部は実例も含めて報告している[6,7]. 他方での CS の適用例では MRI などの画像の分野で、高次元空間での有効性が報告されている[8].

今回、我々は多周波ステップ CPC レーダに CS を適用することによりサンプリングデータ量の圧縮やさらには目標の特に角度方向でのアンビギュエティの低減を含めた位置精度や空間的な分解能の向上の可能性を、同レーダにて比較的適用しやすい距離と角度の 2D での適用可能性に関しシミュレーションを中心として検討した。

対象としてすでに実機を試作済みの 60GHz 帯(帯域幅 430MHz)の多周波ステップ CPC レーダと、今後の 79GHz の 4GHz 帯域幅の超広帯域の同レーダ[6]を想定した。

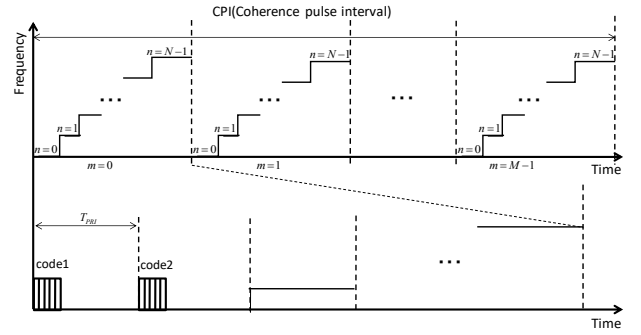


図 1. 多周波ステップ CPC 方式送信シーケンス図

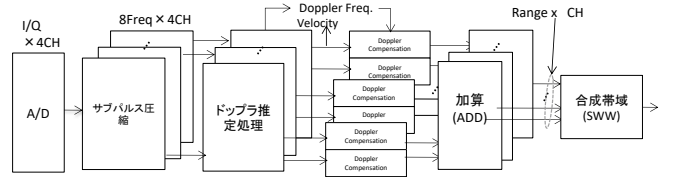


図 2. 多周波ステップ CPC レーダブロック図

2. 角度-距離 2D マッピング方法

Y :観測ベクトル, A :観測行列, X :未知ベクトルとする。
 Y と A を既知とした線形観測から X を求める問題である。ここでの 2D での適用では、サンプル数を角度 (θ) 方向 M 、距離(Range: R) 方向を N とすると Y の行数 $=M*N$ 、探索数を各々 K, L とすると、 X の行数 $=K*L$ 、 A の行数 $=M*N$ 、列数 $=K*L$ となる。

角度方向と距離方向の観測行列の各々から角度, 距離, 及び 2D の観測行列 A は各々下記式で得られる。

$$A_q(m, k) = \exp[-i2\pi D_m \cdot \sin \theta_k / M] \quad (1)$$

$$A_r(n, l) = \exp[-i2\pi(2(F_0 + \Delta F_n)/c)R_l / N] \quad (2)$$

$$A_{qr}(m, n, k, l) = A_q(m, k) \cdot A_r(n, l) \quad (3)$$

但し、 $m=1 \sim M, n=1 \sim N, k=1 \sim K, l=1 \sim L$,

$$D_m = d / \lambda = dF_0 m / c$$

$$F_n = F_0 + (n - (N - 1) / 2) \Delta f$$

他の変数定義は表 1 参照。

結果の X はベクトルとして得られるので K 行 L 列の 2D マトリクスに展開することにより角度-距離 2D マップが得られる。 Y のフルサンプリングのみならずとびとびに間引いて(スパース化)サンプリングの場合も各方向で収集した数だけ Y, A とともに順次詰めて充填してから計算すればよい。

図 3 に示すように距離-角度データの各 2D 処理は ADD 後のデータに対して行う。このうち FT は図 2 の SWW と同じ処理である。以下に X を得るための FT, MUSIC および CS の解析方法を示す。

a. FT

下記の射影により求める。

$$X = (A^H Y) / (K \cdot L) \quad (4)$$

但し A^H は A の Hermite 共役を表す.

b. MUSIC

角度(CH)方向と距離方向の $M \times N$ 素子リニアアレーとして、相関行列を作るために抽出する角度(CH)方向の同サブアレー数を $M_{sq} (< M)$, 距離(R)方向でのサブアレー数を $N_{sr} (< N)$, スナップショット数 SS として 2D にて適用. M を M_{sq} , N を N_{sr} とみなして Y , A を作成し X を MUSIC スペクトラムを下記式にて算出する[3].

$$P_{MUSIC} = (A^H A) / (A^H Q_N Q_N^H A) \quad (5)$$

但し, Q_N は素子数と目標数で決まる雑音部分空間を表す. 一般に MUSIC では目標数は素子数以下という制約がある. なお通常の MUSIC では空間平均を用いる関係からの間引きデータには今回未対応でフルサンプル時のみ評価した.

c. CS

CS のアルゴリズムとしては比較的収束が早いとされる alternating direction method of multipliers (ADMM) 法の Lasso 型を Lagrange 形式に拡張したもの[8]:

$$\arg \min \text{Cost} = \|Y - A * X\|_2^2 + \lambda \|X\|_1 \quad (6)$$

を用いた. 但し Y :観測ベクトル, A :観測行列, X :未知ベクトルであり, l_2 ノルムと l_1 の重み付き和をコストとして最小化するように X が決まる. ここで正則化係数 λ は l_1 ノルムの重みを決める係数であるが, 理論的に決定することが困難なため今回はシミュレーションにより SNR 毎に λ を数段階振ってノイズを含む Y, Y_{orig} を用いて CS により生成された X を用いて再生成した $Y, Y_{estimated}$ とノイズのない Y, Y_{ideal} の平均二乗誤差(MSE)がほぼ最小になる λ を用いた.

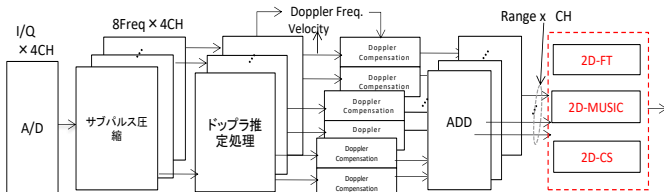


図 3. 多周波ステップ CPC レーダにおける距離-角度の各 2D 処理ブロック図

表 1. レーダと素子間隔条件

ΔR_{max} , ΔR_{min} , $\Delta \theta_{max}$, $\Delta \theta_{min}$ が各々距離と角度のアンビギュイティ間隔と理論分解能になる.

レーダー条件	60GHz		79GHz	
	標準	狭め	標準	狭め
送信周波数:F0	60.5		79.8	
波長: $\lambda=c/F0$ [m] c:光速	4.96E-03		3.75E-03	
周波数step: Δf [MHz]	50	13.4		
周波数step数: N (full sample時)	8	256		
$\Delta R_{max}=c/(2\Delta f)$ [m]	3		11.2	
$\Delta R_{min}=c/(2*N*\Delta f)$ [m]	0.375		0.044	
素子数:M	4	4	4	4
素子間隔:d [m]	3.97E-03	2.48E-03	3.00E-03	1.88E-03
$D=d\lambda$	0.8	0.5	0.8	0.5
$\Delta \theta_{min}=\arcsin(1/(2*M*D))$ [°]	±9.0	±14.5	±9.0	±14.5
$\Delta \theta_{max}=\arcsin(1/(2*D))$ [°]	±35.9	±57.9	±35.9	±57.9

3. 実験方法

2.1.60GHz 多周波ステップ CPC レーダでのシミュレーションによる基礎検討

a. 検討内容

まず速度やランダムノイズ以外による外乱の影響がない場合の特性を比較するために、図 3 のブロック図で ADD 後の入力データを仮定したデータを用いたシミュレーションにより、対象として解析方法に 2D-FT に加えて 2D-MUSIC, 2D-FT を用いて、2 目標位置や SNR をパラメータとして比較を行った. (以下 2D-は省略)

フルデータの場合は FT, MUSIC および CS の各方法で比較し、圧縮(スパース)サンプリングの適用を仮定した場合は CS と FT で比較した.

下記モデル式で 2 目標 (R_i, θ_i), $i=1,2$ の信号を生成

$$Y_n(m,n) = \sum_{i=1}^2 [a_i [\exp(-i2\pi(2F_n R_i / c)) + \exp(-i2\pi D_m \cdot \sin \theta_i)]] \quad (7)$$

表 1 に示す通り多周波ステップ CPC レーダでの距離方向の理論分解能は 60GHz 条件では $\Delta R_{min}=34\text{cm}$ であるが、検討ではそれ以下の 20cm とした.

b. データ条件

- レーダ条件: 表 1 60GHz
- 2 目標 ($R[\text{m}], \theta[^\circ]$) = #1:(20, -45), #2:(20.2, -40)
 $a_1=a_2=1$, ($\Delta R=20\text{cm}$ で角度方向負側にオフセット)
- サンプリング: full(4x8), sparse50%(4x4), 37%(4x3), 25%(4x2). なお sparse 化は距離方向のみ実施
- SNR[dB]: 50, 20, 10
- 角度方向のレーダ配置間隔

4 素子のままで下記の 3 種類を比較

- 標準等間隔: $D=0.8$ (0, 0.8, 1.6, 2.4)
- 狭め等間隔: $D=0.5$ (0, 0.5, 1.0, 1.5)
- 不当間隔: $D=0.5 \& 0.8$ (0, 0.5, 1.6, 2.4)

c. 解析条件

- MUSIC 条件: $SS=4, M_{sq}=3, N_{sr}=7$
- CS(ADMM): 繰り返し数(Iter)=2000,
- 探索: (FT/MUSIC/CS 共通)
 疎探索 [$R:19\sim 22\text{m}(0.1\text{m}$ 毎), $\theta: -90\sim 90^\circ$ (5° 毎)]
 精探索 [$R:19.5\sim 20.5\text{m}(0.02\text{m}$ 毎), $\theta: -60\sim -30^\circ$ (1° 毎)]
 ここでアンビギュイティや背景ノイズの測定には疎探索を位置算出には精探索を使用した.

d. 評価指標

- 位置 (距離-角度),
 目標位置の理論値に対する誤差
 $R_{\text{measured}} - R_{\text{theory}}, \theta_{\text{measured}} - \theta_{\text{theory}}$ で評価
- ピークとアンビギュイティおよび背景ノイズの比
 目標部分の最大値(Peak), 背景領域平均(BackMean), 目標部分以外のアンビギュイティ部含めた最大値(AmbiguityMax) を測定し, Peak/BackMean,

Peak/AmbiguityMax で数値化した。

2.2. 79GHz 装置でのシミュレーションによる基礎検討

a. 検討内容

表 1 b の条件のように周波数ステップ $\Delta f=13.4\text{MHz}$ とすると 4GHz 帯域では距離方向サンプル数は帯域をフルに用いると $N=256$ step とれるが、そうすると十分な速度視野が確保できなくなるため 32 step 程度に抑える必要があるため[6], 256 step から 32 step に間引いたデータに対して FT と CS の 2 法で評価した。

b. データ条件

- レーダ条件: 表 1 79GHz
- 2 目標 (R[m], $\theta[^\circ]$)= #1:(20, -39), #2:(20.02, -45)
 - $a_1=a_2=1$, ($\Delta R=2$ cm で角度方向負側にオフセット)
- サンプリング: 圧縮は距離方向のみで圧縮率 12.5% ($M \times N=4 \times 32$)固定でサンプルパターンを,
 - 1Drandom: 距離方向のみランダムで角度方向は共通
 - 2Drandom: 距離および角度方向ともランダム
 に対し, 素子配置を 60GHz と同様 2.1b の a と c で比較した.
- SNR[dB]: 50,20
- 探索: (FT/CS 共通)
 - R:19.5~20.5m(0.02m 毎), θ : -90~90° (3° 毎)

2.3. 多周波ステップ CPC レーダ 60GHz 装置の実データにおける検討

a. 検討内容

最後に 2 目標のコーナーリフレクター(CR) 実データについて 3 法を比較検討した。

b. データ条件

(R[m], $\theta[^\circ]$)= #1:(4~5.6, 10), #2:(4~5.6, 30)
 R は速度 $v=4\text{km/h}$ で距離方向へ往復運動しているため不定。

4. 結果

4.1. 60GHz 装置でのシミュレーションによる検討

1) 距離-角度 2D マップの FT/MUSIC/CS 比較

2D マップ (図 4) および数値結果(表 2)でみると FT や MUSIC に対し, CS は目標分離性能では FT を凌駕し MUSIC とほぼ同等で, アンビギュイティ抑圧性能は圧倒的に CS が優れている。同データでの CS で 1D と 2D を比較でみる(図 5)と角度方向では 2D の効果が顕著である。

2) シミュレーションによる 60GHz での CS 圧縮率評価
 距離方向のみの圧縮の検討で, CS での目標分離性能は SNR の低下に依存して悪化するが, 角度 x 距離でサ

ンプル数 4×8 の少ないデータながらもある程度の圧縮は可能であるといえる(図 6)。

3) 角度方向の素子配置依存性

等間隔配置の場合, 同じ素子数なら間隔 d が狭いほど角度分解能は良いがアンビギュイティは悪化(狭く)するというトレードオフの関係にあるが, 不当間隔にすることにより双方を満足させることが可能である。これは CS のみならず FT においてもこの条件での 2 目標分離は困難だがアンビギュイティ抑圧効果が確認される。

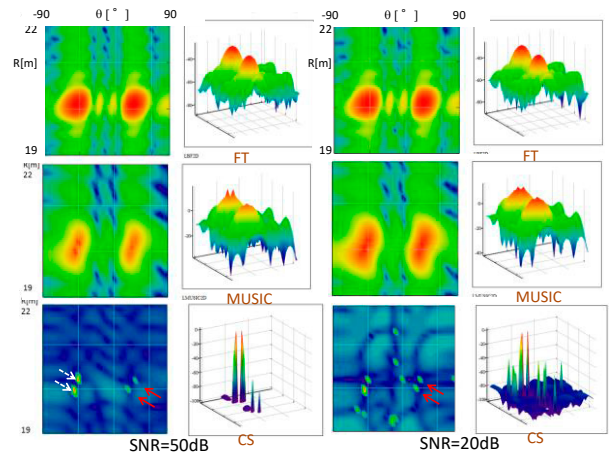


図 4. シミュレーションによる 60GHz 装置での距離-角度マップの FT/MUSIC/CS 比較例(full sampling)
 角度方向の負側(白矢)が正しい目標で正側がアンビギュイティ成分(赤矢)である。マップの輝度および 3D グラフの縦軸は dB で表示(以下共通)

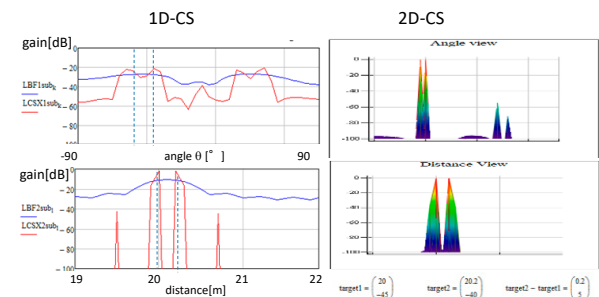


図 5. シミュレーションによる 60GHz での 1D-CS(左)と 2D-CS(右)による角度方向(上)と距離方向(下)のプロファイル(SNR=50dB)

各々での 1D-CS(赤)により距離方向は正しくでているが角度方向ではプラス側の対称位置にアンビギュイティが発生し, 2 ピークの目標の角度も不正確である。それに対し 2D-CS では角度方向でのアンビギュイティは-40dB 程度抑圧され目標位置も正しく推定されている。

4.2. 79GHz 装置でのシミュレーションによる検討

1) FT/CS のスパースサンプリングパターンおよび角度素子配置依存性比較

SNR=20dB の例では角度方向のアンビギュイティは, サンプリングパターンの 1Drandom では残るが 2Drandom により低減している。さらに素子配置をランダム化($D=0.8 \& 0.5$)することにより軽減している。周波

数帯域 4GHz の理論分解能以下である 2cm の距離分解能を達成している(図 9, 表 3).

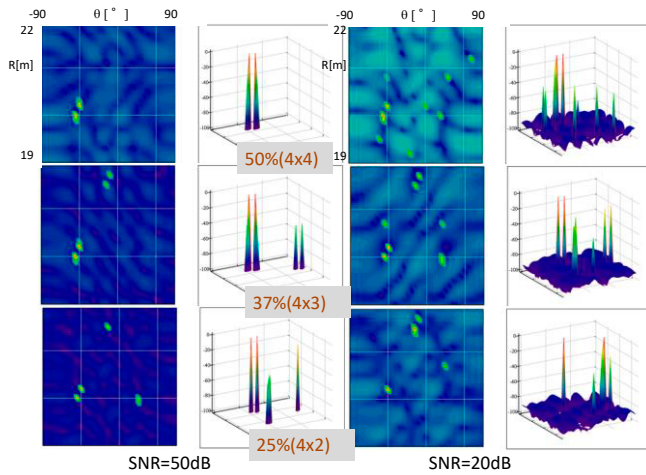


図 6. シミュレーションによる圧縮率の比較

0dB の目標以外に数-30dB 以下のアンビギュイティは生じているが, SNR で 20dB 以上かつ圧縮率で 37%以上までは正しい位置に推定されている.

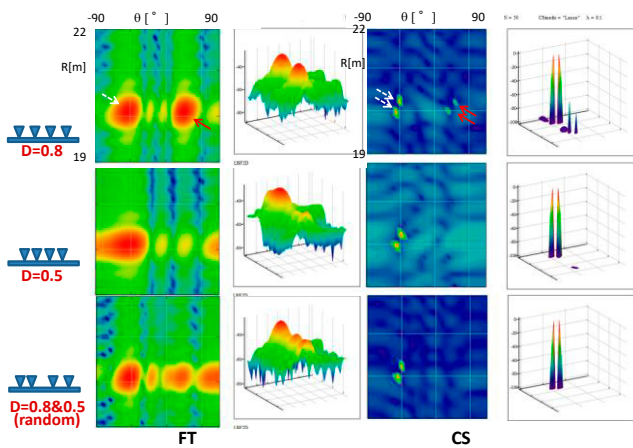


図 7. 角度方向での素子配置依存性比較例(SNR=50dB)

D=0.8&0.5 のランダム配置により等間隔 D=0.8 に対し角度方向でプラス側にあるアンビギュイティ(赤矢)は低減し, 等間隔 D=0.5 よりも角度分解能の向上がみられる. CS のみならず FT でも効果はみられる.

4.3. 60GHz 装置の実データにおける検討

FT では角度の分離が困難である一方 MUSIC と CS では分離に成功している. しかし, 角度推定値としては大きな誤差を有するにとどまっている (今回の実験データでは素子間キャリブレーションが未処理). 改めて, アンテナ素子間の相互干渉等の影響が大きいことが確認された. (図 10 と表 4)

5. むすび

目標分離性能では CS は MUSIC に比べ, 同等で FT に比べては凌駕したが, SNR 低下や圧縮率が大きな場合はデータにより位置が大きく外れる場合もあり, さ

らなる条件の検討が必要である. 角度方向のアンビギュイティ抑圧性能では CS は MUSIC や FT に比べ大きく勝った. CS でも 1D ではサンプル数の少ない角度方向では厳しく, また 2D でも距離の一方のみでは困難で, 角度と距離の双方向でランダムに 2D 化することにより改善し, 少ないサンプル数でトレードオフ関係にある位置分解能とアンビギュイティ抑圧能の双方を向上させるには「ランダム化」の効果が大きいことが確認できた. 今回 CS は 60GHz では距離方向は同等の帯域でのサンプル数を削減する方向の検討だが, 同等のサンプリング点数で広帯域化すれば間隔が狭い場合の距離分解能も改善する可能性がある.

一方 FT は異なる目標位置が理論分解能以上であれば分解可能であり, ある程度の広がりを持った対象でも測定可能で, 計算も極めて簡便である. また MUSIC は複数スナップショットのデータが必要で目標数はサンプル数以下という制約があるが CS に比して高速であり SNR で有利とされる[4]. MUSIC と CS を併用する手法も提案されており[3], FT 含め共存しうる手法といえる[2].

今後, 高周波化に伴い多周波ステップ CPC では送信帯域が同じ同 CW レーダに対し SNR 的に有利であるため 2D-CS の性能に期待される. CS を多周波ステップ CPC レーダに対し実用化する場合においては時間短縮, 性能のさらなる改善, 外乱によるロバスト性の検討やパラメータの最適化および多目標への対応などが課題である. 加えて, 共通問題である素子間の相互干渉対策による性能改善に別途取り組む予定である.

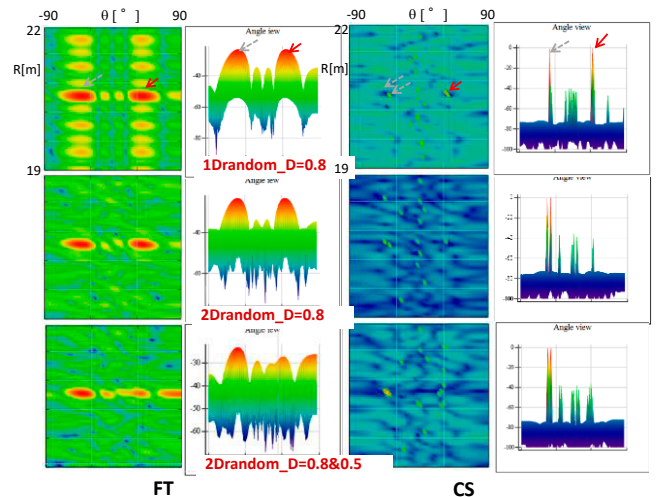


図 9. 79GHz 装置でのシミュレーション結果例

(圧縮率 12.5%, SNR=20dB) 表 3 に SNR50/20 での数値結果 角度方向のアンビギュイティ (赤矢) は, 1Drandom では残るが 2Drandom により低減しさらに素子配置をランダム化 (D=0.8&0.5)することにより軽減し, 目標部 (白矢) では周波数帯域 4GHz の理論距離分解能以下の 2cm を達成している.

表 2.シミュレーションによる 60GHz 測定数値結果まとめ

アンテナ素子配置の標準版(左)とランダム版(右)で示す. CS では SN20dB 以上 Sparse 化 37%以上では, 誤差は距離で 0.1m, 角度で 1° 以下で, 目標ピークに対するアンビギュイティ抑制も 40dB 以上, 背景との差も 100dB 以上確保できている. アンビギュイティは, ランダム版では標準 D=0.8 に対し CS では Full 時で向上し, FT においても 3~4dB の改善効果がある.

SNR	Standard (D=0.8)											Random (D=0.8&0.5)								
	Antenna Element		Full100%			Sparse50%		Sparse37%		Sparse25%		Antenna Element		Full100%			Sparse50%			
	Sampling	Method	ideal	FT	MUSIC	CS	FT	CS	FT	CS	FT	CS	Method	ideal	FT	MUSIC	CS	FT	CS	
50dB	R1 [m]	20	20.1	20	20	20.1	20	20.1	20	20.1	20	20.1	20	20.1	N/A	20	20.1	20	20.1	20
	R2 [m]	20.2	20.1	20.2	20.2	20.1	20.2	20.1	20.2	20.1	20.2	20.1	20.2	20.1	20.2	N/A	20.2	20.1	20.2	20.2
	θ1 [°]	-45	-44	-45	-45	-45	-45	-45	-45	-45	-45	-45	-45	-45	-45	N/A	-45	-45	-45	-45
	θ2 [°]	-40	-40	-40	-40	-40	-40	-40	-40	-40	-40	-40	-40	-40	-40	N/A	-40	-40	-40	-40
	Peak-AmbiguityMax[dB]		0.0	3.0	53.7	0.0	100.0	0.0	41.8	0.0	14.9	0.0	4.0	N/A	99.7	2.9	105.9	0.0	105.9	0.0
	Peak-BackMean[dB]		32.0	29.0	111.7	14.0	114.0	13.3	107.8	10.9	111.9	10.9	22.0	N/A	108.4	14.0	115.9	10.9	115.9	10.9
20dB	R1 [m]	20	20.1	19.98	19.98	20.1	20	20.1	19.98	20.1	19.98	20.1	19.98	20	20.1	N/A	20	20.1	20	20.1
	R2 [m]	20.2	20.1	20.18	20.2	20.1	20.2	20.1	20.2	20.1	20.2	20.1	20.2	20.1	20.2	N/A	20.2	20.1	20.2	20.2
	θ1 [°]	-45	-44	-45	-45	-45	-45	-45	-45	-46	-45	-46	-45	-46	-45	N/A	-45	-45	-45	-45
	θ2 [°]	-40	-40	-40	-40	-45	-40	-45	-40	-45	-40	-45	-40	-45	-40	N/A	-40	-40	-40	-40
	Peak-AmbiguityMax[dB]		0.0	0.5	27.5	0.0	36.4	0.3	14.8	0.0	0.0	0.0	4.0	N/A	38.5	3.0	36.1	0.0	36.1	0.0
	Peak-BackMean[dB]		31.3	27.6	85.5	14.0	92.2	11.0	90.4	10.9	92.0	10.9	22.0	N/A	87.5	44.0	47.1	10.9	47.1	10.9
10dB	R1 [m]	20	20.1	20	19.96	20.1	19.98	20.1	19.98	20.1	19.98	20.1	19.98	20	20.1	N/A	20	20.1	20	20.1
	R2 [m]	20.2	20.1	20.16	20.2	20.1	20.2	20.1	20.2	20.1	20.2	20.1	20.2	20.1	20.2	N/A	20.2	20.1	20.2	20.2
	θ1 [°]	-45	-44	-46	-46	-45	-47	-45	-47	-45	-47	-45	-47	-45	-47	N/A	-45	-45	-45	-45
	θ2 [°]	-40	-40	-40	-40	-45	-39	-45	-39	-45	-39	-45	-39	-45	-39	N/A	-40	-40	-40	-40
	Peak-AmbiguityMax[dB]		0.0	0.0	21.5	0.0	33.1	0.3	-0.5	0.0	0.0	0.0	4.0	N/A	38.5	3.0	36.1	0.0	36.1	0.0
	Peak-BackMean[dB]		28.2	26.9	74.2	14.0	79.1	11.0	75.5	10.9	75.1	10.9	22.0	N/A	87.5	44.0	47.1	10.9	47.1	10.9

表 3.シミュレーションによる 79GHz 測定数値結果まとめ

CS に関してはアンテナ素子配置とサンプリング次元に関するランダム化の程度の大きな右側の組み合わせほど目標推定位置精度およびアンビギュイティ抑圧性能が高い。

SNR	Antenna Element		Standard (D=0.8)		Standard (D=0.8)		Randm (D=0.8&0.5)	
	Sampling	Method	1Drandom		2Drandom		2Drandom	
	Method	ideal	FT	CS	FT	CS	FT	CS
50dB	R1 [m]	20	20.02	20	20.02	20	20.02	20
	R2 [m]	20.02	20.02	20.02	20.02	20.2	20.02	20.02
	θ1 [°]	-39	-42	-39	-42	-39	-42	-39
	θ2 [°]	-45	-42	-45	-42	-45	-42	-45
	Peak-AmbiguityMax[dB]	0.0	13.1	0.0	12.9	0.0	97.4	0.0
	Peak-BackMean[dB]	27.5	107.9	21.0	107.9	21.0	109.0	21.0
20dB	R1 [m]	20	20.02	20	20.02	20	20.02	20
	R2 [m]	20.02	20.02	20.06	20.02	20.02	20.02	20.02
	θ1 [°]	-39	-42	-39	-42	-39	-42	-39
	θ2 [°]	-45	-42	-48	-42	-45	-42	-45
	Peak-AmbiguityMax[dB]	0.0	0.0	0.0	35.6	4.0	35.9	0.0
	Peak-BackMean[dB]	-17.5	80.8	25.3	82.9	21.0	82.6	21.0

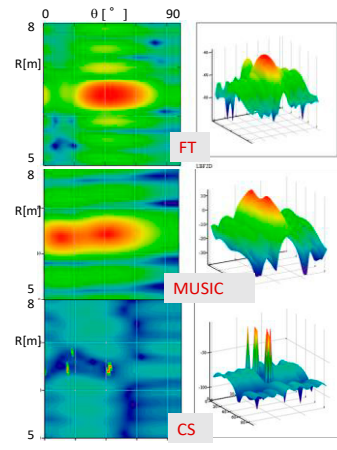


表 4. 実データ(図 10)の測定結果

Method	Setting	FT	MUSIC	CS
R1 [m]	4-5.6	5.56	5.56	5.56
R2 [m]	4-5.6	5.56	5.56	5.56
θ1 [°]	10	45	11	15
θ2 [°]	30	45	42	42
Peak-AmbiguityMax[dB]		0.0	0.3	5.4
Peak-BackMean[dB]		7.0	25.9	100.2

図 10. 60GHz 多周波ステップ CPC レーダによる 2 目標のコーナーリフレクター(CR) 実データ解析例

2 目標は FT では分解せず MUSIC と CS では分解しているが, 角度方向で 10° 程度の誤差がみられる。角度は 0~90° 範囲を表示。

文 献

- [1] Watanabe M, Inaba T, Tsubota T, Yano T, “Development of Millimeter wave Radar using Stepped Multiple Frequency Complementary Phase Code modulation”, ICSANE2011-81, Oct.2011.
- [2] Joachim Ender. A Brief Review of Compressive Sensing Applied to Radar” Radar Symposium (IRS), 2013 14th International.
- [3] 林 和則. 狭帯域信号の到来方向推定. 電子情報通信学会 基礎・境界ソサイエティ Fundamentals Review 電子情報通信学会 Vol.8 No.3 pp.143-150 2015.
- [4] W Nicholas. High-Resolution Radar Imaging Through a Pipe Via MUSIC and Compressed Sensing. IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 61, NO. 6, JUNE 2013.
- [5] 山下 遼, 渡辺 優人, 秋田 学, 稲葉 敬之. 多周波ステップ CPC ミリ波レーダにおける最尤推定法を用いた到来方向推定. 2015 年 1 月_長崎研究会.
- [6] 稲葉敬之, 秋田学, 渡辺一宏. 狭帯域受信機により超広帯域コヒーレントレーダ技術. 2017/9 ソサイエティ大会 BI-1-2
- [7] 太田裕也, 秋田学, 渡辺優人, 稲葉敬之. 広帯域多周波ステップ CPC レーダの実験的検証と速度視野改善. 2017/6 宇宙・航行エレクトロニクス 研究会
- [8] Lustig M, Donoho D, and M. Pauly JM. Sparse MRI: The Application of Compressed Sensing for Rapid MR Imaging. Magnetic Resonance in Medicine 58:1182–1195 (2007).
- [9] Void S. et al. Distributed Optimization and Statistical Learning via the Alternating Direction Method of Multipliers. Foundations and Trends in Machine Learning. Vol. 3, No. 1 (2010) pp43

正誤表

研究会名称 ワイドバンドシステム／ITS

／高信頼制御通信研究会

Vol. 107 No.346／No.347／No.348

発表者氏名 木村徳典

資料番号 WBS2017-77／ITS2017-54／RCC2017-93

題 名 多周波ステップ CPC レーダにおける距離と角度方向の 2 次元圧縮センシングの検討

	誤	正
p244	謝辞記載なし	謝辞 本研究開発は総務省 SCOPE(受付番号 175003002)の委託を受けたものです.